



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2003249882 A

(43) Date of publication of application: 05.09.03

(51) Int. Cl.

H04B 7/08

H04B 7/10

H04B 7/26

H04Q 7/36

(21) Application number: 2002048370

(22) Date of filing: 25.02.02

(71) Applicant: NTT DOCOMO INC

(72) Inventor:
ABE TETSUSHI
TOMISATO SHIGERU
FUJII HIROTADA

(54) CHANNEL-ASSIGNING METHOD IN
MULTI-INPUT/MULTI-OUTPUT COMMUNICATION
SYSTEM, PROGRAM THEREFOR, STORAGE
MEDIUM AND MULTI-INPUT/MULTI-OUTPUT
RECEIVER

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable assignment of channels even under the presence of multi- paths.

SOLUTION: In starting communication from an antenna ASn+1 during transmission from antennas AS1 to ASn using the same channel, a matrix of propagation paths (characteristics) H_{n+1} and reception SNR_{n+1} are determined from the antenna ASn+1 to each of receiving antennas (S4), propagation path correlation between an i-th (i=1 to n) of an (n+1)-th transmission signal is determined so as to correspond to each path by using H_1 to H_n and H_{n+1} , the maximum value thereof is defined as a propagation path correlation value $\rho_{n+1,i}$, and a threshold $Th1_{n+1,i}$ is decided, on the basis of a reception power ratio $SiR_{n+1,i}$ and SNR_{n+1}. If all the conditions $\rho_{n+1,i} \leq Th1_{n+1,i}$ and $SNR_{n+1} \geq Th_{snr,n+1}$ are satisfied (S6), the same channel as that for AS1 to ASn

is assigned to ASn+1.

COPYRIGHT: (C)2003 JPO

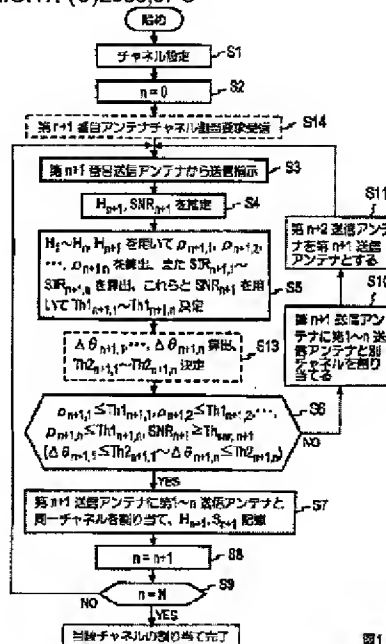


図1



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2003249882 A

(43) Date of publication of application: 05.09.03

(51) Int. Cl.
H04B 7/08
H04B 7/10
H04B 7/26
H04Q 7/36

(21) Application number: 2002048370

(22) Date of filing: 25.02.02

(71) Applicant: NTT DOCOMO INC

(72) Inventor:
 ABE TETSUSHI
 TOMISATO SHIGERU
 FUJII HIROTADA

(54) CHANNEL-ASSIGNING METHOD IN
 MULTI-INPUT/MULTI-OUTPUT COMMUNICATION
 SYSTEM, PROGRAM THEREFOR, STORAGE
 MEDIUM AND MULTI-INPUT/MULTI-OUTPUT
 RECEIVER

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable assignment of channels even under the presence of multi- paths.

SOLUTION: In starting communication from an antenna AS_{n+1} during transmission from antennas AS₁ to AS_n using the same channel, a matrix of propagation paths (characteristics) H_{n+1} and reception SNR_{n+1} are determined from the antenna AS_{n+1} to each of receiving antennas (S4), propagation path correlation between an i-th (i=1 to n) of an (n+1)-th transmission signal is determined so as to correspond to each path by using H₁ to H_n and H_{n+1}, the maximum value thereof is defined as a propagation path correlation value ρ_{n+1,i}, and a threshold Th_{1n+1,i} is decided, on the basis of a reception power ratio SIR_{n+1,i} and SNR_{n+1}. If all the conditions ρ_{n+1,i} ≤ Th_{1n+1,i} and SNR_{n+1} ≥ Th_{snr,n+1} are satisfied (S6), the same channel as that for AS₁ to AS_n

is assigned to AS_{n+1}.

COPYRIGHT: (C)2003,JPO

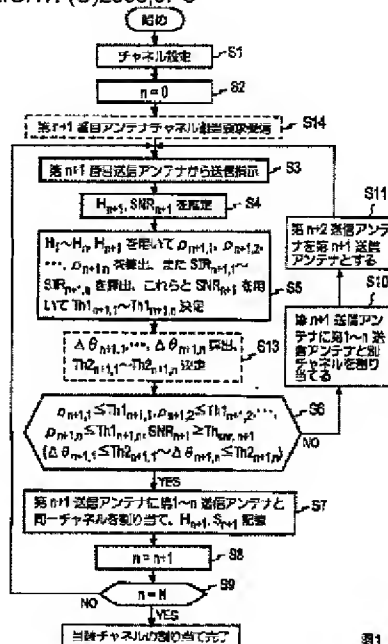


図1

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-249882
(P2003-249882A)

(43) 公開日 平成15年9月5日(2003.9.5)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B	7/08	H 0 4 B	7/08 D 5 K 0 5 9
	7/10		7/10 A 5 K 0 6 7
	7/26		7/26 1 0 5 D
H 0 4 Q	7/36		B

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2002-48370(P2002-48370)

(22) 出願日 平成14年2月25日(2002.2.25)

(71) 出願人 392026693

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
東京都千代田区永田町二丁目11番1号

(72) 発明者 阿部 哲士

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72) 発明者 富里 繁

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(74) 代理人 100066153

弁理士 草野 卓 (外1名)

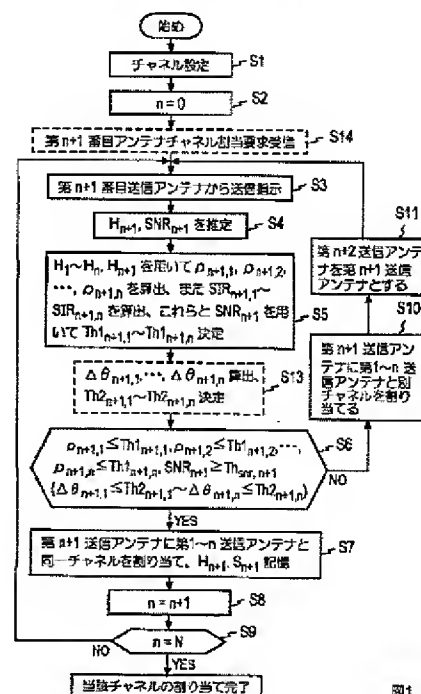
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多入力多出力通信方式のチャネル割り当て方法、そのプログラム及び記録媒体並びに多入力多出力受信機

(57) 【要約】

【課題】 マルチパスの存在下でもチャネル割り当てを可能とする。

【解決手段】 アンテナAS1~ASnから同一チャネルで送信中に、アンテナASn+1から通信を開始する際にASn+1からの信号の各受信アンテナまで伝搬路(特性)行列 \mathbf{H} と、受信SNR ρ を求め(S4)、 \mathbf{H} と $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ を用いて、第n+1送信信号の第i(i=1, ..., n)送信信号に対する伝搬路相関を各パス対応に求め、その最大値を伝搬路相関値 $\rho_{n+1,i}$ とし、しきい値 $Th_{1,n+1,i}$ を受信電力比SIR $\rho_{n+1,i}$ 、SNR ρ_{n+1} から決定し、 $\rho_{n+1,i} \leq Th_{1,n+1,i}$ かつ $SNR_{n+1} \geq Th_{snr,n+1}$ の全て条件を満たせば(S6)、ASn+1にAS1~ASnと同一チャネルを割り当てる(S7)。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1以上の整数 n 個の送信アンテナを用いて信号を同一チャネルで伝送し、1以上の整数 M 個の受信アンテナで受信する通信方式のチャネル割り当て方法であって、

新たに通信を開始する第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる信号の伝搬路と第1～第 n 番目の送信アンテナによる信号の伝搬路との各相関値、及び第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる信号の受信信号雑音電力比を求め、

これらが所定の条件を満たすか否かを判定し、

条件を満たせば、第 $n+1$ 番目の送信アンテナに対し第1～第 n 番目の送信アンテナに割り当てているチャネルと同一チャネルを割り当てることを特徴とする多入力多出力通信方式のチャネル割り当て方法。

【請求項2】 上記第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる信号の伝搬路、上記第1～第 n 番目の送信アンテナによる信号の各伝搬路として、上記各送信アンテナと各受信アンテナとの間のマルチパスを考慮したインパルス応答を推定し、この伝搬路推定値を用いて上記相関値を求めることを特徴とする請求項1記載のチャネル割り当て方法。

【請求項3】 上記第1～第 n 番目の送信アンテナのそれぞれについて、その各パスごとの推定値を用いる相関値を求め、その最大の値を、その送信アンテナについての上記伝搬路の相関値とすることを特徴とする請求項2記載のチャネル割り当て方法。

【請求項4】 上記第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号と上記第1～第 n 番目の送信アンテナの送信信号との受信電力比又は/及び、上記受信信号雑音電力比とに基づきしきい値をそれぞれ決定し、上記各相関値が第1～第 n 番目の送信アンテナと対応するしきい値以下であるか否かにより、上記各相関値が所定の条件を満たすか否かの判定を行うことを特徴とする請求項1～3の何れかに記載のチャネル割り当て方法。

【請求項5】 上記第 $n+1$ 番目の送信アンテナと各受信アンテナ間の上記推定伝搬路値 $h_{n+1,m}(q)$ ($m=1, \dots, M, q=0, \dots, Q-1$)を推定し、(Q はマルチパスの数を表わす1以上の整数)これら推定値を用いて第 $n+1$ 番目の送信アンテナの信号伝搬路行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}$ を作り、ただし

【数1】

$$\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1} = \begin{bmatrix} h_{n+1}(0) & \dots & h_{n+1}(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \\ 0 & & h_{n+1}(0) & \dots & h_{n+1}(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$h_{n+1}(q) = [h_{1,n+1}(q) \dots h_{M,n+1}(q)]^T$$

第 $n+1$ 番目の送信アンテナよりの送信信号の第 i 番目 ($i=1, \dots, n$) の送信アンテナよりの送信信号に対する伝搬路の相関値、

$$\rho_{n+1,i} = \text{Max} (\alpha_{n+1,i}(0), \alpha_{n+1,i}(1), \dots, \alpha_{n+1,i}(2Q-2))$$

ここで、

$$\alpha_{n+1,i}(t) = |\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_i[:, t]| / (|\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1]| \cdot |\mathbf{H}\mathbf{H}_i[:, t]|)$$

$\mathbf{H}\mathbf{H}_i[:, t]$: 行列 $\mathbf{H}\mathbf{H}_i$ の第 t 列ベクトル ($t=0, 1, \dots, 2Q-2$)を計算して上記伝搬路の相関値とすることを特徴とする請求項4記載のチャネル割り当て方法。

【請求項6】 上記インデックス ($0 \sim 2Q-2$) 中の上記 Max 関数で選ばれたインデックスを t_{\max} として、第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の第 i 番目 ($i=1, \dots, n$) の送信アンテナの送信信号に対する受信信号点の位相差

$$\Delta \theta_{n+1,i} = |\text{imag}(\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-2] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_i[:, t_{\max}]) / \text{real}(\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_i[:, t_{\max}])|$$

を計算し、これら $\Delta \theta_{n+1,i}$ が第 $n+1$ 番目の送信信号と第 i 番目の送信アンテナの送信信号との受信電力比 $SIR_{n+1,i}$ 、又は/及び第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_{n+1} に依存するしきい値以下であることを上記条件に加えることを特徴とする請求項5記載のチャネル割り当て方法。

【請求項7】 上記第 i 番目の送信アンテナの送信信号の第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号に対する伝搬路の相関値、

$$\rho_{i,n+1} = \text{Max} (\alpha_{i,n+1}(0), \alpha_{i,n+1}(1), \dots, \alpha_{i,n+1}(2Q-2))$$

ここで $\alpha_{i,n+1}(t) = |\mathbf{H}\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}[:, t]| / (|\mathbf{H}\mathbf{H}_i^H[:, Q-1]| \cdot |\mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}[:, t]|)$

を計算して上記伝搬路の相関値に加えることを特徴とする請求項5又は6記載のチャネル割り当て方法。

【請求項8】 上記インデックス ($0 \sim 2Q-2$) 中の上記 $\rho_{i,n+1}$ を決定する max 関数で選ばれたインデックスを t_{\max} として、各第 i 番目の送信アンテナの送信信号の第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号に対する受信信号点の位相差

$$\Delta \theta_{i,n+1} = |\text{imag}(\mathbf{H}\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}[:, t_{\max}]) / \text{real}(\mathbf{H}\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}_{n+1}[:, t_{\max}])|$$

を計算し、これら $\Delta \theta_{i,n+1}$ が、第 i 番目の送信アンテナの送信信号の第 $n+1$ 番目の送信信号に対する受信電力比 $SIR_{i,n+1}$ 又は/及び第 i 番目の送信アンテナの送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_i に依存するしきい値以下であることを上記条件に加えることを特徴とする請求項5～7の何れかに記載のチャネル割り当て方法。

【請求項9】 1以上の整数 n 個の送信アンテナから同一チャネルにより送信された信号を1以上の整数 M 個の

10

20

30

40

50

受信アンテナで受信して、上記n個の各送信アンテナの受信アンテナへの搬送路を伝搬路推定部で推定し、その推定された搬送路を用い受信信号から各送信アンテナの送信信号を等化器で分離する受信機であって、上記伝搬路推定部は、新たに送信を開始する第n+1番目の送信アンテナから、第1～第n番目の送信アンテナから送信信号を送信している同一チャネルでの送信された受信信号の伝搬路をも推定する機能も有し、上記受信信号の信号雑音電力比を推定するSNR計算部と、

上記第n+1番目の送信アンテナの送信信号の上記推定伝搬路と、上記第1～第n番目の送信アンテナの送信信号のその各推定された伝搬路との相関値を計算する相関値算出部と、

上記計算された各相関値及び上記推定した受信信号雑音電力比をそれぞれ対応するしきい値と比較して、同一チャネル割り当て条件を満たすか否かを判断して、満たせば上記第n+1番目の送信アンテナからの信号送信に上記同一チャネルを割り当てるチャネル割り当て部とを具備することを特徴とする多入力多出力受信機。

【請求項10】 上記相関値算出部は1つの送信アンテナからの送信信号の伝搬路に対し、各他の送信アンテナの送信信号の伝搬路との相関値の複数の候補をそれぞれ計算する相関計算部と、これら各相関計算部ごとにその計算された相関値の複数の候補の最大値を、それぞれ上記相関値算出部の出力相関値とする最大検出部を備えることを特徴とする請求項9記載の多入力多出力受信機。

【請求項11】 上記検出された最大値が得られた両伝搬路で伝搬された両送信信号の受信信号間の位相差を対応する推定伝搬路からそれぞれ計算する位相差計算部を備え、

上記チャネル割り当て部は上記各位相差をそれぞれしきい値と比較して、これらを上記同一チャネル割り当て条件とする機能を有することを特徴とする請求項10記載の多入力多出力受信機。

【請求項12】 請求項1～8の何れかに記載の方法の手順をコンピュータに実行させるためのチャネル割り当てプログラム。

【請求項13】 請求項12に記載のチャネル割り当てプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は1以上のn個の送信アンテナより信号を同一チャネルで伝送し、1以上のM個の受信アンテナで受信する通信方式のチャネル割り当て方法、及びその方法を実行させる機能を備える多入力多出力受信機、チャネルを割り当てプログラム及びその記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】 移動体通信分野においては限られた周波数上でいかに高品質で大容量のシステムを構築するかが大きな課題である。このような課題を解決する手段として多入力多出力伝搬路信号伝送方式がある。このシステム構成は、図8に示すように複数の送信アンテナAS1～ASNを用いて同時刻、同周波数上でシンボル $c_1(i) \sim c_N(i)$ を、複数のアンテナAR1～ARMを有する受信機11に送信し、受信機11はアンテナAR1～ARMよりの受信信号を処理し、各送信アンテナAS1～ASNからの各送信シンボル $c_1(i) \sim c_N(i)$ を推定する。各送信アンテナAS1～ASNを各ユーザ（利用者）に割り当てて信号伝送を行えば、同一周波数、同一時刻で複数ユーザよりの信号を受信できるため、システムのユーザ収容能力が向上する。又、複数の送信アンテナAS1～ASNを1ユーザに割り当てて1つの直列信号を複数の並列信号に変換して、変換された各1つの信号を1つの送信アンテナで送信する並列信号伝送を行えば、シングルユーザリンクにおける信号伝送の高速化が可能となる。

【0003】 適応アレーアンテナを用い、伝搬路に周波数選択性がない場合、つまり各送信アンテナからの送信信号がマルチパス干渉を持たない場合に異なる方向のユーザ送信アンテナの方向にそれぞれ向いたアンテナビームをそれぞれ向けて、これら各送信アンテナから同一チャネルで信号を送信させる方法が文献[1]等に記載されている。この文献[1]に示す方法では、両ビーム間の空間相関を、ユーザ1の送信アンテナからの送信信号1が受信され伝搬路（特性）のユーザ2の送信アンテナからの送信信号2が受信される伝搬路（特性）に対する伝搬路相関値により次式（1）で求めている。

$$\text{【0004】 } \alpha_{1,2} = | \mathbf{h}_1^H(0) \cdot \mathbf{h}_2(0) | / (| \mathbf{h}_1(0) | \cdot | \mathbf{h}_2(0) |) \quad (1)$$

$$\mathbf{h}_1(0) = [h_{11}(0) \cdots h_{M1}(0)]^T$$

$$\mathbf{h}_2(0) = [h_{12}(0) \cdots h_{M2}(0)]^T$$

h_{mn} ($m=1, \dots, M$, $n=1, 2$) はユーザnの送信アンテナと適応アレーアンテナの第m番目の受信アンテナ間の伝搬路（特性）値、 (0) はマルチパスがないことを表わし、 H は行列の共役転置を表わし、 T は行列の転置を表わす。この場合は送信信号2の送信信号1に対する伝搬路相関値 $\alpha_{2,1}$ は $\alpha_{1,2}$ と等しい。

【0005】 この伝搬路相関値 $\alpha_{1,2}$ を送信信号1と送信信号2との分離し易さの指標とし、この指標と各送信信号の信号雑音比（SNR）を用いて同一チャネルでの通信が可能か否かの判定を行っている。なお、物理的に $\alpha_{1,2}$ はベクトル $\mathbf{h}_1(0)$ とベクトル $\mathbf{h}_2(0)$ のなす角のコサイン成分である。ユーザ1の送信アンテナと通信中に、ユーザ2の送信アンテナと同一チャネルで通信を行うには

$$\alpha_{1,2} \leq \text{TH}_{A1,2}$$

$$\text{送信信号1のSNR} \geq \text{TH}_{\text{snr}}$$

5

送信号2の $SNR \geq TH_{snr}$

であることを条件とする。ここで相関値のしきい値 TH_A は、 SNR のしきい値 TH_{snr} によって決定される。つまり、 SNR のしきい値 TH_{snr} を大きくすれば、一般にビット誤り率が低下するから、それだけ相関値のしきい値 TH_A を高くすることが可能となる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】多入力多出力伝搬路信号伝送方式において具体的な上記チャネル割り当て方法は提案されていない。そこでこの発明は、伝搬路に周波数選択性がある場合にも適用可能な多入力多出力通信方式における、チャネル割り当て方法及びそのプログラムを提案することにある。また相関値が高くても、MMS Eフィルタ等の出力における2ユーザの位相差が大きければ信号分離が可能であるが、その位相差が考慮されていない。この発明の他の目的は伝搬路に周波数選択性がある場合にも適用でき、周波数選択性がない場合は適用するとより高精度な多入力多出力通信方式におけるチャネル割り当て方法及びそのプログラムを提供することにある。更にこの発明の目的はこれらチャネル割り当て方法を実行する機能を有する多入力多出力受信機を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】多入力多出力信号伝送において、各送信アンテナ $AS_1 \sim AS_N$ から送信される信号の伝搬路の違いを利用して受信機は、各送信信号の分離を行う（具体的な受信機構成は文献[2]に示されている）。このため、各送信アンテナ $AS_1 \sim AS_N$ から送信される信号の伝搬路の相関が高い状況においては、信号分離特性が劣化するため、高品質な信号伝送を行うのが困難となる。そこで、多入力多出力伝搬路信号

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q) + v_m(k), \quad (m=1, \dots, M) \quad (2)$$

n は送信アンテナ $AS_1 \sim AS_N$ のインデックス、 m は受信アンテナ $AR_1 \sim AR_M$ のインデックス、 q は周波数選択性伝搬路に起因するマルチパスインデックス、 $h_{mn}(q)$ は第 n 番目の送信アンテナ AS_n と第 m 番目の受信アンテナ AR_m 間の第 q マルチパスにおける伝搬路値（伝搬路特性値、インパルス応答） $b_n(k-q)$ は

$$r(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T \quad (3)$$

$$= \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^{Q-1} h_n(q) \cdot b_n(k-q) + v(k) \quad (4)$$

ここで、

$$h_n(q) = [h_{1n}(q) \ \dots \ h_{Mn}(q)]^T \quad (5)$$

$$v(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ \dots \ v_M(k)]^T \quad (6)$$

次にマルチパス（伝搬路）の長さ Q を考慮して以下のベクトルを定義する。

$$y(k) \equiv [r^T(k+Q-1) \ r^T(k+Q-2) \ \dots \ r^T(k)]^T \quad (7)$$

$$= \sum_{n=1}^N F_n \cdot b_n(k) + n(k) \quad (8)$$

【0011】

【数2】

6

伝送を実際のシステムで利用する際には、伝搬路の状況に応じたチャネル割り当てが必要となる。つまり、各送信アンテナから送信される信号の伝搬路の相関が低い場合には、これら各送信アンテナに同一チャネル（キャリア周波数、タイムスロット）を割り当て、相関値が高い場合は、各送信アンテナに異なったチャネルを割り当てる。

【0008】この発明によれば新たに通信を開始する第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる信号の伝搬路と第1～第 n 番目の送信アンテナによる信号の伝搬路との各相関値及び第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる信号の受信信号雑音電力比を求め、これらが所定の条件を満たすか否かを判定し、条件を満たせば第 $n+1$ 番目の送信アンテナに対し第1～第 n 番目の送信アンテナに割り当てているチャネルと同一チャネルを割り当てる。ここでチャネルとはFDAM（周波数分割多元接続）方式では通信を伝送する搬送波周波数を、TDMA（時分割多元接続）方式では通信を伝送する搬送波周波数及びタイムスロットを、CDMA（符号分割多元接続）方式では通信信号を伝送する搬送波周波数及び拡散符号のことを総称し、これらの何れでもよい。

【0009】

【発明の実施の形態】データモデル

チャネル割り当て方法は、受信機構成に依存するため、以下では、文献[2]、[3]等で提案されている線形フィルタ処理を有する受信機構成を用いる多入力多出力伝搬路信号伝送方式を考慮して、チャネル割り当て方法を定める。図8において、各受信アンテナ AR_m （ $m=1, \dots, M$ ）における受信信号 $r_m(k)$ は次式で表わすことができる。

第 n 番目の送信アンテナ AS_n からの送信シンボル、 $v_m(k)$ は受信機11の内部の熱雑音である。

【0010】全ての受信アンテナ $AR_1 \sim AR_M$ からの受信信号をベクトル $r(k)$ として以下のように定義する。

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_n(0) & \cdots & \mathbf{h}_n(Q-1) & \mathbf{0} \\ & \ddots & & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_n(0) & \cdots & \mathbf{h}_n(Q-1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{b}_n(k) = [b_n(k+Q-1) \cdots b_n(k) \cdots b_n(k-Q+1)]$$

(10)

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{v}^T(k+Q-1) \mathbf{v}^T(k+Q-2) \cdots \mathbf{v}^T(k)]^T$$

(11)

受信機11は、上記ベクトル $\mathbf{y}(k)$ を処理して各送信アンテナからの送信信号を分離し、各送信シンボル $b_n(k)$ を検出する。上述したように、受信機11は、各送信アンテナAS1～ASNからの各送信信号の伝搬路の違いを利用して信号分離を行うため、伝搬路間の相関値に応じてチャネル割り当てを行うとよい。以下では、チャネル行列 \mathbf{H}_n を利用した、伝搬路の相関値の算出法および、その相関値を用いたチャネル割り当て方法について説明する。また簡単のため、以下の説明では、2送信アンテナを仮定する。

【0012】2送信アンテナ、周波数選択性のない伝搬路 ($Q=1$) において、上記受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ は、 $\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}_1(0) \cdot b_1(k) + \mathbf{h}_2(0) \cdot b_1(k) + \mathbf{n}(k)$ となる。ここで $\mathbf{y}(k)$ はM次元ベクトルであり、第1番目の送信アンテナAS1からの送信シンボル $b_1(k)$ はベクトル \mathbf{h}_1

(0) によって張られるM次元ベクトル空間内の部分空間に存在し、シンボル $b_2(k)$ はベクトル $\mathbf{h}_2(0)$ によって張られるM次元ベクトル空間内の部分空間に存在する。線形フィルタを用いたMMSE (Minimum Mean Square Error: 最小二乗誤差) 及び、ZF (Zero Forcing) 規範の受信機構成においては、これら部分空間を張るベクトルの線形独立性が信号分離の行い易さに依存する。

(1) 周波数選択性のある伝搬路における相関値を用いる方法 (実施形態 (1))

次にマルチパス伝搬の場合のこの発明方法を述べる。簡単のため、2マルチパス ($Q=2: q=0, 1$) 伝搬路で説明を行う。この場合、受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ は次式で表わせる。

【0013】

【数3】

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(0) & \mathbf{h}_1(1) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_1(0) & \mathbf{h}_1(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1(k+1) \\ b_1(k) \\ b_1(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{h}_2(0) & \mathbf{h}_2(1) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_2(0) & \mathbf{h}_2(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_2(k+1) \\ b_2(k) \\ b_2(k-1) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) \quad (12)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(0) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} b_1(k+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(0) \\ \mathbf{h}_1(1) \end{bmatrix} b_1(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{h}_1(1) \end{bmatrix} b_1(k-1) \quad (13)$$

$$+ \begin{bmatrix} \mathbf{h}_2(0) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} b_2(k+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{h}_2(0) \\ \mathbf{h}_2(1) \end{bmatrix} b_2(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{h}_2(1) \end{bmatrix} b_2(k-1) + \mathbf{n}(k) \quad (14)$$

$$= \mathbf{H}_1(:, 0) b_1(k+1) + \mathbf{H}_1(:, 1) b_1(k) + \mathbf{H}_1(:, 2) b_1(k-1) \quad (15)$$

$$+ \mathbf{H}_2(:, 0) b_2(k+1) + \mathbf{H}_2(:, 1) b_2(k) + \mathbf{H}_2(:, 2) b_2(k-1) + \mathbf{n}(k)$$

【0014】ここで、 $\mathbf{H}_n(:, 1)$ は行列 \mathbf{H}_n の1列目のベクトルを示す。この場合シンボル $b_1(k)$ はベクトル $\mathbf{H}_1(:, 1)$ によって張られる部分空間上に存在し、シンボル $b_2(k)$ はベクトル $\mathbf{H}_2(:, 1)$ によって張られる部分空間上に存在することになる。しかし、マルチパス干渉があるため、送信信号1の送信信号2に対する伝搬路の相関値を考えるあたり、送

信信号2のマルチパス成分の部分空間ベクトル ($\mathbf{H}_2(:, 0)$, $\mathbf{H}_2(:, 2)$) も考慮する必要がある。この実施形態では、この送信信号1の送信信号2に対する伝搬路の相関値 $\rho_{1,2}$ 、送信信号2の送信信号1に対する相関値 $\rho_{2,1}$ をそれぞれ以下のように定義する。

【0015】

$$\rho_{2,1} = \text{Max}(\alpha_{1,2}(0), \alpha_{1,2}(1), \alpha_{1,2}(2))$$

9

10

$$\alpha_{1,2}(t) = \frac{|\mathbf{H}_1^H[:, 1] \cdot \mathbf{H}_2[:, t]|}{(|\mathbf{H}_1^H[:, 1]| \cdot |\mathbf{H}_2[:, t]|)} \quad (t=0, 1, 2) \quad (16)$$

$$\rho_{2,1} = \max(\alpha_{2,1}(0), \alpha_{2,1}(1), \alpha_{2,1}(2)) \quad (17)$$

$$\alpha_{2,1}(t) = \frac{|\mathbf{H}_2^H[:, 1] \cdot \mathbf{H}_1[:, t]|}{(|\mathbf{H}_2^H[:, 1]| \cdot |\mathbf{H}_1[:, t]|)} \quad (t=0, 1, 2) \quad (18)$$

この場合は、必ずしも $\rho_{1,2} = \rho_{2,1}$ とはならない。この実施例ではこれらの相関値を用いてチャネル割り当てをおこなう。つまり、

$$\rho_{1,2} \leq \text{TH}_{1,2} \text{ かつ } \rho_{2,1} \leq \text{TH}_{1,2,1}$$

$$\text{送信信号1のSNR} \geq \text{TH}_{\text{snr1}}$$

$$\text{送信信号2のSNR} \geq \text{TH}_{\text{snr2}}$$

であるならば、送信アンテナ1, 2に同一チャネルを割り当てる。3送信アンテナ以上の場合も各送信信号間の上記相関値を算出し、同様の方法でチャネル割り当てを

行うことができる。

【0016】つまり一般的には第 $n+1$ 番目の送信アン

10 テナと各受信アンテナ間の伝搬路値 $h_{n+1,m}(q)$ ($m=1, \dots, M, q=0, \dots, Q-1$) を推定し、これら推定値を用いて各送信アンテナによる信号伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} を下記のように作る。

【0017】

【数4】

$$\mathbf{H}_{n+1} = \begin{bmatrix} h_{n+1}(0) & \dots & h_{n+1}(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & h_{n+1}(0) & \dots & h_{n+1}(Q-1) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$h_{n+1}(q) = [h_{1,n+1}(q) \dots h_{M,n+1}(q)]^T$$

第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の第 i 番目 (i 路の相関値を下記により求める。

$= 1, \dots, n$) の送信アンテナの送信信号に対する伝搬

$$\rho_{n+1,i} = \max(\alpha_{n+1,i}(0), \alpha_{n+1,i}(1), \dots, \alpha_{n+1,i}(2Q-2)) \quad (20)$$

ここで、

$$\alpha_{n+1,i}(t) = \frac{|\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_i[:, t]|}{(|\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1]| \cdot |\mathbf{H}_i[:, t]|)} \quad (21)$$

$\mathbf{H}_i[:, t]$: 行列 \mathbf{H}_i の第 t 列ベクトル ($t=0, 1, \dots, 2Q-2$)

つまり複数の候補 $\alpha_{n+1,i}(0) \sim \alpha_{n+1,i}(2Q-2)$ を求め、これら候補中の最大のものを伝搬路の相関値 $\rho_{n+1,i}$ とする。

【0018】又同様に、第 i 番目の送信アンテナの送信信号の第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号に対する伝搬路の相関値 $\rho_{i,n+1}$ を次式により求める。

$$\rho_{i,n+1} = \max(\alpha_{i,n+1}(0), \alpha_{i,n+1}(1), \dots, \alpha_{i,n+1}(2Q-2)) \quad (22)$$

$$\alpha_{i,n+1}(t) = \frac{|\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_{n+1}[:, t]|}{(|\mathbf{H}_i^H[:, Q-1]| \cdot |\mathbf{H}_{n+1}[:, t]|)} \quad (23)$$

そして、第 $n+1$ 番目の送信アンテナに第 $1 \sim n$ 番目の送信アンテナと同一チャネルを割り当てる条件を以下の

通りとする。

【0019】

$$\text{SNR}_{n+1} \geq \text{Th}_{\text{snr}, n+1}$$

$$\rho_{n+1,i} \leq \text{Th}_{1,n+1,i}(\text{SIR}_{n+1,i}, \text{SNR}_{n+1})$$

$$\rho_{i,n+1} \leq \text{Th}_{1,i,n+1}(\text{SIR}_{i,n+1}, \text{SNR}_i) \quad i=1, \dots, n$$

ここで SNR_{n+1} は第 $n+1$ 番目の送信アンテナによる送信信号の受信信号雑音電力比、 $\text{Th}_{\text{snr}, n+1}$ は第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の受信信号雑音電力比のしきい値、 $\text{Th}_{1,n+1,i}(\text{SIR}_{n+1,i}, \text{SNR}_{n+1})$ は第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の i ($i=1, \dots, n$) 番目の送信アンテナの送信信号に対する伝搬路の相関値のしきい値であって、これは第 $n+1$

1 番目の送信アンテナの送信信号と第 i 番目の送信アンテナの送信信号の受信電力比 $\text{SIR}_{n+1,i}$ 及び第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_{n+1} に依存する。

【0020】 $\text{Th}_{1,i,n+1}(\text{SIR}_{i,n+1}, \text{SNR}_i)$

は第 i 番目 ($i=1, \dots, n$) の送信アンテナの送信信号の第 $n+1$ 番目の送信アンテナの送信信号に対する伝

搬路の相関値のしきい値であって、これは第*i*番目の送信アンテナの送信信号の第*n+1*番目の送信アンテナの送信信号に対する受信電力比 $SIR_{i,n+1}$ 及び第*i*番目の送信アンテナの送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_i に依存する。なお条件としては $SNR_{n+1} \geq Th_{snr,n+1}$ と $\rho_{n+1,i} \leq Th_{l,n+1,i}$ 又は $\rho_{i,n+1} \leq Th_{l,i,n+1}$ のみでもよい。また $Th_{l,n+1,i}$ と $Th_{l,i,n+1}$ はそれぞれ SNR_{n+1} と SNR_i のみに依存して決めてもよい。

【0021】図1に同一チャンネルに*N*個の送信アンテナを収容するシステムのチャンネル割り当ての手順を示す。まずチャンネル（搬送波周波数／搬送波周波数及びタイムスロット／搬送波周波数及び拡散コード）を設定し（S1）、送信アンテナ番号*n*を0に初期化し（S2）、その第*n+1*番目の送信アンテナに設定したチャンネルで送信するように指示をする（S3）。次に第*n+1*送信アンテナからの信号の伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} 、信号対雑音電力比 SNR_{n+1} を推定する（S4）。第1～第*n*送信アンテナからの信号の伝搬路行列 $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ と \mathbf{H}_{n+1} を用いて、第*n+1*送信信号の伝搬路の第1～第

送信信号の各伝搬路に対する相関値 $\rho_{n+1,1}, \rho_{n+1,2}, \dots, \rho_{n+1,n}$ を式（20）、式（21）を用いて、算出し、また第*n+1*番目の送信アンテナの送信信号に対する第1～第*n*番目の送信アンテナの送信信号の受信電力比 $SIR_{n+1,1} \sim SIR_{n+1,n}$ を算出し、これらと SNR_{n+1} を用いてしきい値 $Th_{l,n+1,1} \sim Th_{l,n+1,n}$ を決定する（S5）。

【0022】次にこれら相関値 $\rho_{n+1,1} \sim \rho_{n+1,n}$ がそれぞれ相関値のしきい値 $Th_{l,n+1,1} \sim Th_{l,n+1,n}$ 以下か、また SNR_{n+1} がしきい値 $Th_{snr,n+1}$ 以上かを調べる（S6）。これらを全て満たせば、第*n+1*送信アンテナに第1～第*n*送信アンテナと同一チャンネルを割り当て、伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} 及び SNR_{n+1} を推定する際に求めた第*n+1*番目の送信アンテナの送信信号の受信電力 S_{n+1} を記憶部に格納する（S7）。 $n=0$ の時はステップS4で \mathbf{H}_1 と SNR_1 と第1番目の送信信号電力が算出され、ステップS5では SNR_1 がしきい値以上か、のみかの判定が行われ、満たせばそのチャンネルを第1送信アンテナに割り当て、 \mathbf{H}_1 、受信電力を記憶部に記憶することになる。

【0023】次に*n*を+1し（S8）、その更新された*n*が*N*となったかを調べ、*N*になっていなければステップS3に戻り（S9）、 $n=N$ であれば当該チャンネルの割り当てを完了とする。ステップS6で何れかの条件を満たしていなければ第*n+1*送信アンテナに、第1～第*n*送信アンテナと別チャンネル（搬送波周波数又はタイムスロット、あるいは拡散コード）を割り当て（S10）、第*n+2*送信アンテナを第*n+1*送信アンテナとしてステップS3に戻る（S10）。以上のことを簡単に述べると、チャンネルを設定し（S1）、第1番目の送信アン

テナにそのチャンネルを割り当てる。次に第2番目の送信アンテナからの送信信号の伝搬路と第1番目の送信アンテナの送信信号の伝搬路との相関値が所望条件を満たせば、第2番目の送信アンテナに同一チャンネルを割り当てる。条件を満たさない場合は第2番目の送信アンテナには別チャンネルを割り当てる。次に第3番目の送信アンテナからの送信信号の伝搬路と第1番目のそれとの相関値及び第2番目のそれとの相関値が、所望の条件を満たせば、第3番目の送信アンテナに対し同一チャンネルを割り当てる。満たさない場合は別チャンネルを割り当てる。この一連の操作を該当チャンネルに第*N*番目の送信アンテナが収容されるまで行う。

【0024】図1に示したチャンネル割り当て手順を行う機能構成例を図2に示す。ここでは、既に第1～*n*番目の送信アンテナ $AS_1 \sim AS_n$ には同一チャンネルが割り当てられ、第*n+1*番目の送信アンテナ AS_{n+1} に対し、チャンネル割り当てを行っている。第*n+1*番目の送信アンテナ AS_{n+1} からチャンネル割当要求を受信機側装置12で受信すると、送信部13から第*n+1*番目の送信アンテナ AS_{n+1} と対応する受信部 RX_{n+1} に、第1～第*n*番目の送信アンテナ $AS_1 \sim AS_n$ で送信に用いるチャンネルで送信するように指示を行う。これによりその送信部 TX_{n+1} より第*n+1*番目の送信アンテナ AS_{n+1} からその指定されたチャンネルで信号を送信する。

【0025】受信機側装置12の受信アンテナ $AR_1 \sim AR_M$ により受信された第*n+1*番目の送信アンテナ AS_{n+1} からの信号は受信部16でそれぞれベースバンドの受信信号 $r_1(k) \sim r_M(k)$ に変換される。通常はこれらはデジタル信号とされる。これら受信信号 $r_1(k) \sim r_M(k)$ は伝搬路推定部17に入力され、ユニークワード記憶部18から既知信号であるユニークワードを用いて、式（19）で示されるチャンネル行列 \mathbf{H}_{n+1} が推定される。なお送信側からの送信信号は図3に示すように既知信号のユニークワード部21とこれに続く情報シンボル部22により信号フレームが構成されている。ユーザごとのユニークワードがユニークワード記憶部18に予め格納されており、受信された信号のユニークワードと記憶部18からの対応するユニークワードとからチャンネル行列 \mathbf{H}_{n+1} が推定される。この推定方法は公知の各種方法を用いることができる。

【0026】推定された伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} は相関計算部22-1～22-*n*に入力され、伝搬路記憶部23よりの伝搬路行列 $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ との相関値の候補 $\alpha_{n+1,1}(0) \dots \alpha_{n+1,1}(2Q-2) \sim \alpha_{n+1,n}(0) \dots \alpha_{n+1,n}(2Q-2)$ が式（21）によりそれぞれ計算される。これらの各第1～第*n*番目の送信アンテナ対応の相関値候補中のそれぞれ最大のものが伝搬路の相関値 $\rho_{n+1,1} \sim \rho_{n+1,n}$ として最大検出部24-1～24-*n*で検出される。なお伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} は伝搬路記憶部

23に格納される。一方、受信電力計算部25において、 $\mathbf{I} \cdot \mathbf{I}_{n+1}$ を入力して第 $n+1$ 番目の送信アンテナ $A_{S_{n+1}}$ からの送信信号の受信電力 S_{n+1} が計算される。つまり各パスの伝搬路 $h_{1,n+1}(q) \sim h_{M,n+1}(q)$ ($q=0, \dots, Q-1$)の各成分の2乗和を求めて第 $n+1$ 番目の送信信号の受信電力 S_{n+1} とする。この受信電力 S_{n+1} と雑音電力との比がSNR計算部26で計算される。各受信アンテナで行われるチャンネル推定の平均2乗誤差の和とで計算することができる。伝搬路推定は、各受信アンテナ $AR_1 \sim AR_M$ ごとに行われ、伝搬路推定部17は各受信アンテナにおける雑音電力を推定する。RLSを用いて伝搬路推定を行う場合は、その平均2乗誤差が雑音電力となる。この各受信アンテナごとの雑音電力を加算した雑音電力で受信電力 S_{n+1} を割り算して SNR_{n+1} を得る。あるいは、前記受信電力 S_{n+1} を受信アンテナの数 M で割算して、1受信アンテナあたりの第 $n+1$ 送信信号の受信電力 S_{n+1} とし、前記推定された伝搬路推定部17が推定した各受信アンテナごとの雑音電力の平均値を算出し、この雑音平均電力で前記1受信アンテナあたりの受信電力 S_{n+1} を割り算して SNR_{n+1} としてもよい。

【0027】受信電力 S_{n+1} はSIR計算部27-1~27-nで受信電力記憶部28よりの第1~第 n 番目の送信アンテナの送信信号の受信電力 $S_1 \sim S_n$ に対する比 $SIR_{n+1,1} \sim SIR_{n+1,n}$ がそれぞれ計算される。前記計算された SNR_{n+1} 、計算された $SIR_{n+1,1} \sim SIR_{n+1,n}$ とSNR記憶部29からの $SNR_1 \sim SNR_n$ とがしきい値決定部31に入力され、しきい値決定部31から、これら入力により決るしきい値 $Th_{1,n+1,1} \sim Th_{1,n+1,n}$ が出力されて比較器32-1~32-nに入力される。しきい値決定部31は例えば入力された $SNR_1 \sim SNR_{n+1}$ 、 $SIR_{n+1,1} \sim SIR_{n+1,n}$ に対し予め実験的に決められたしきい値 $Th_{1,n+1,1} \sim Th_{1,n+1,n}$ を格納しておき、入力によりこれらしきい値を読み出す構成とされる。このしきい値の決定の手法については後で説明する。

【0028】 SNR_{n+1} は比較器33でレジスタ34に格納されたしきい値 $Th_{SNR,n+1}$ と比較される。最大検出部24-1~24-nからの検出伝搬路の相関値 $\rho_{n+1,1} \sim \rho_{n+1,n}$ としきい値 $Th_{1,n+1,1} \sim Th_{1,n+1,n}$ とがそれぞれ比較器32-1~32-nで比較される。判定部35で比較器32-1~32-nの各出力により各相関値が対応するしきい値以下、また比較器33の出力により SNR_{n+1} がしきい値以上であることを全て満しているか否かを判定し、満していれば、第 $n+1$ 番目の送信アンテナ AS_{n+1} に、第1~第 n 番目の送信アンテナ $AS_1 \sim AS_n$ に割り当てているチャンネルを割り当て、そのことを送信部13を通じて、対応受信部 $RX_{n+1} \sim RX_n$ へ送信する。なお受信電力 S_{n+1} 、 SNR_{n+1} はそれぞれ受信電力記憶部28、SNR記憶部29

にそれぞれ格納される。

【0029】図2中の相関計算部22-1~22-n及び最大検出部24-1~24-nは相関値算出部36を構成し、しきい値決定部31、比較器32-1~32-n、判定部35はチャンネル割当部37を構成している。また図中の各データは式(20)、式(21)を用いる場合を()なしで、式(22)、式(23)を用いる場合を()を付けて示したが、しきい値については $(Th_{1,1,n+1}) \sim (Th_{1,n,n+1})$ 、 $(Th_{2,1,n+1}) \sim (Th_{2,n,n+1})$ を省略してある。

(2) 相関値に加え、各送信信号点の位相差も用いる方法(実施形態(2))

MMS Eフィルタ等の線形フィルタ受信処理においては、上記相関値が、所望送信信号のフィルタ出力SIRに影響を与える。つまり、上記例において、第1番目の送信アンテナの送信信号(以下、第1送信信号と記す)と第2番目の送信アンテナの送信信号(以下、第2送信信号と記す)との伝搬路の相関値が高くなれば、上で定義された相関値 $\rho_{1,2}$ も高くなり、第1送信信号を検出する線形フィルタの出力SIRが低下し、受信特性が劣化する。この出力SIRに加え、受信特性を劣化させるもう一つの要因は、MMS Eフィルタ等の出力における各送信信号点の位相差である。同一のフィルタ出力SIRを与える伝搬路でも、各送信信号点の位相差が大きければ、受信機は信号分離は行いやすいため、受信特性は良い。これについて、[従来の技術]の項で説明した周波数選択性のない伝搬路における例を用いて説明する。

【0030】前記周波数選択性のない、2ユーザの場合において、以下の(a)と(b)の場合を考える。

(a) $h_1(0) = h_2(0)$: 第1送信信号と第2送信信号の受信信号点は重なっている。

(b) $h_1(0) = \exp(0.5\pi j) \cdot h_2(0)$ (j は虚数を表わす): 第1送信信号と第2送信信号の両受信信号点は90度ずれている。

(a)、(b)共に伝搬路の相関値 $\alpha_{1,2}$ は同一であり、第1送信信号の第2の送信信号に対するMMS Eフィルタ等の出力における電力比SIRは(a)、(b)共に同一である。(a)、(b)何れの場合も伝搬路の相関値は1となるため、線形フィルタでの信号分離は難しい状態である。(a)の場合は、さらに、信号点の位相差がないため、第1送信信号と第2送信信号の両受信信号点が完全に重なっているため、信号分離は更に難しい。しかし、(b)の場合は、両受信信号点の位相差が90度あるため、I相Q相の直交性を利用して、信号分離を行うことができる。よって、第1送信信号と第2送信信号の受信信号の位相差をも考慮すれば、より詳細なチャンネル割り当てを行うことができる。この周波数選択性のない伝搬路の例においては、MMS Eフィルタ等の出力における位相差は、以下のように定義できる。

【0031】

15

$$\Delta \theta_{1,2} = \frac{|\operatorname{imag}(\mathbf{h}_1^H(0) \cdot \mathbf{h}_2(0))|}{|\operatorname{real}(\mathbf{h}_1^H(0) \cdot \mathbf{h}_2(0))|} \quad (24)$$

この考え方は、実施形態(1)の周波数選択性のある伝搬路においても適用できる。周波数選択性のある伝搬路においては、マルチパス干渉が存在するため、周波数選択性のない伝搬路における場合よりも、各送信信号の受

$$\Delta \theta_{1,2} = \frac{|\operatorname{imag}(\mathbf{H}_1^H[:, 1] \cdot \mathbf{H}_2[:, t_{\max}])|}{|\operatorname{real}(\mathbf{H}_1^H[:, 1] \cdot \mathbf{H}_2[:, t_{\max}])|} \quad (25)$$

但し、

$$\rho_{1,2}(t_{\max}) = \max(\alpha_{1,2}(0), \alpha_{1,2}(1), \alpha_{1,2}(2)) \quad (26)$$

$$\alpha_{1,2}(t_{\max}) = \frac{|\mathbf{H}_1^H[:, 1] \cdot \mathbf{H}_2[:, t_{\max}]|}{(|\mathbf{H}_1^H[:, 1]| \cdot |\mathbf{H}_2[:, t_{\max}]|)} \quad (27)$$

$$(t=0, 1, 2) \quad (27)$$

この位相差情報を用いることで、周波数選択性のある伝搬路においても、相関値のみを用いる場合よりも詳細にチャネル割り当てを行うことができる。 $\Delta \theta_{1,2}$ は両受信信号の位相差の余弦に相当する。よって $\Delta \theta_{1,2}$ は1が最大値であり、位相差がゼロの場合 $\Delta \theta_{1,2}=1$ となる。従って

$$\begin{aligned} \rho_{1,2} &\leq \text{TH}_{1,2} \text{かつ} \rho_{2,1} \leq \text{TH}_{1,2,1} \\ \Delta \theta_{1,2} &\leq \text{TH}_{2,1,2} \text{かつ} \Delta \theta_{2,1} \leq \text{TH}_{2,2,1} \\ \text{第1送信信号の受信機でのSNR} &\geq \text{TH}_{\text{snr1}} \\ \text{第2送信信号の受信機でのSNR} &\geq \text{TH}_{\text{snr2}} \end{aligned}$$

の全ての条件を満たせば、第1番目の送信アンテナAS

$$\Delta \theta_{n+1,i} = \frac{|\operatorname{imag}(\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_i[:, t_{\max}])|}{|\operatorname{real}(\mathbf{H}_{n+1}^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_i[:, t_{\max}])|} \quad (28)$$

同様に、 $\Delta \theta_{i,n+1}$ を次式により計算する。

$$\Delta \theta_{i,n+1} = \frac{|\operatorname{imag}(\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_{n+1}[:, t_{\max}])|}{|\operatorname{real}(\mathbf{H}_i^H[:, Q-1] \cdot \mathbf{H}_{n+1}[:, t_{\max}])|} \quad (29)$$

第 $n+1$ 番目の送信アンテナAS $n+1$ に第1～ n 番目の送信アンテナAS1～AS n と同一チャネルを割り当

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{n+1} &\geq \text{Th}_{\text{snr}, n+1} \\ \rho_{n+1,i} &\leq \text{Th}_{1,n+1,i}(\text{SIR}_{n+1,i}, \text{SNR}_{n+1}) \\ \rho_{i,n+1} &\leq \text{Th}_{1,i,n+1}(\text{SIR}_{i,n+1}, \text{SNR}_i) \\ \Delta \theta_{n+1,i} &\leq \text{Th}_{2,n+1,i}(\text{SIR}_{n+1,i}, \text{SNR}_{n+1}) \\ \Delta \theta_{i,n+1} &\leq \text{Th}_{2,i,n+1}(\text{SIR}_{i,n+1}, \text{SNR}_i) \quad i=1, \dots, n \end{aligned}$$

$\text{Th}_{2,n+1,i}(\text{SIR}_{n+1,i}, \text{SNR}_{n+1})$ は第 $n+1$ 送信信号の第 i ($i=1, \dots, n$)送信信号に対する受信信号点位相差のしきい値であり、これは第 $n+1$ 送信信号と第 i 送信信号の受信電力比 $\text{SIR}_{n+1,i}$ 及び第 $n+1$ 送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_{n+1} に依存する。

【0034】 $\text{Th}_{2,i,n+1}(\text{SIR}_{i,n+1}, \text{SNR}_i)$ は第 i ($i=1, \dots, n$)送信信号の第 $n+1$ 送信信号に対する受信信号点位相差のしきい値であり、これは第 i 送信信号の第 $n+1$ 送信信号に対する受信電力比 $\text{SIR}_{i,n+1}$ 及び第 i 送信信号の受信信号雑音電力比 SNR_i に依存する。つまり、実施形態(1)における条件に、 $\Delta \theta_{n+1,i} \leq \text{Th}_{2,n+1,i}$ と $\Delta \theta_{i,n+1} \leq \text{Th}_{2,i,n+1}$

16

信号点は複雑になる。そこで、この実施形態(2)においては、実施形態(1)におけるMAX関数で選ばれた相関値 α の計算に用いられた信号空間の位相差のみを考える。つまり $\Delta \theta_{1,2}$ を次式により求める。

1と第2番目の送信アンテナAS2に同一チャネルを割り当てる。

【0032】一般的には第1～第 n 番目の送信アンテナAS1～AS n から同一チャネルで信号を送信している状態に第 $n+1$ 番目の送信アンテナAS $n+1$ に同一チャネルを割り当てる場合を考える。式(20)のMax関数で選ばれたインデックス(0～ $2Q-2$)中の t を t_{\max} として、第 $n+1$ 送信信号の第 i 番目($i=1, \dots, n$)送信信号に対する受信信号点の位相差を次式により計算する。

【0033】

てる条件として下記の全てを満たすこととする。

$i, n+1$ の条件が加わったものとなる。この場合も、 $\text{SNR}_{n+1} > \text{Th}_{\text{snr}, n+1}$ と、 $\rho_{n+1,i} \leq \text{Th}_{n+1,i}$ 及び/又は $\rho_{i,n+1} \leq \text{Th}_{i,n+1}$ と、 $\Delta \theta_{n+1,i} \leq \text{Th}_{2,n+1,i}$ 及び/又は $\Delta \theta_{i,n+1} \leq \text{Th}_{2,i,n+1}$ とよりなる条件としてもよい。 $\text{Th}_{2,n+1,i}$ と $\text{Th}_{2,i,n+1}$ はそれぞれ SNR_{n+1} と SNR_i のみに依存して決まってもよい。

【0035】図1に示した処理手順において、位相差 $\Delta \theta_{n+1,i}$ も考慮する場合は図中に破線で示すようにステップS5の次に第 $n+1$ 送信信号の第 i 送信信号に対する受信信号点の位相差 $\Delta \theta_{n+1,i} \sim \Delta \theta_{n+1,n}$ を式(28)により計算し、また、受信電力比 $\text{SIR}_{n+1,1} \sim \text{SIR}_{n+1,n}$ 及び SNR_{n+1} を用いてしきい値 $\text{Th}_{2,n+1}$

$1,1 \sim Th_{2n+1,n}$ を決定する (S13)。ステップ S6 では括弧内に示すように $\Delta \theta_{n+1,1} \leq Th_{2n+1,1} \sim \Delta \theta_{n+1,n} \leq Th_{2n+1,n}$ の条件も全て満たすかを調べる。なお第1～第n番目の送信アンテナAS1～ASnが同一チャネルを用いてシステムに加入している状態で第n+1番目の送信アンテナが新たにシステムに加入する場合には、図1中の手順において、ステップS1、ステップS2は省略され、破線で示すように、第n+1番目の送信アンテナASn+1からチャネル割り当て要求を受信するとステップS3に移り (S14)、ステップS8、S9は省略し、他のステップを実行すればよい。

【0036】 $\Delta \theta_{n+1,i}$ を考慮したチャネル割り当て装置は図2に示した装置に対し図4に示した構成を付加すればよい。図2中に伝搬路推定部17よりの推定伝搬路行列 \mathbf{H}_{n+1} が位相差計算部38-1～38-nへ供給される。これら位相差計算部38-1～38-nには、図2中の伝搬路記憶部23から伝搬路行列 $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ がそれぞれ供給され、また最大検出部24-1～24-nから、各検出した最大の相関 α のインデックス $t_{\max 1} \sim t_{\max n}$ も供給される。位相差計算部38-1～38-nでそれぞれ式(28)の計算が行われて位相差 $\Delta \theta_{n+1,1} \sim \Delta \theta_{n+1,n}$ が出力されて比較器39-1～39-nへそれぞれ供給される。図2中に示すように、しきい値決定部31から、SNR $_{n+1}$ 、電力比SIR $_{n+1,1} \sim SIR_{n+1,n}$ に応じたしきい値 $Th_{2n+1,1} \sim Th_{2n+1,n}$ が出力され、これらしきい値 $Th_{2n+1,1} \sim Th_{2n+1,n}$ が比較器39-1～39-nへ供給される。比較器39-1～39-nでの位相差 $\Delta \theta_{n+1,1} \sim \Delta \theta_{n+1,n}$ としきい値 $Th_{2n+1,1} \sim Th_{2n+1,n}$ との α 比較結果が図2中の判定部35へ供給される。その他は図2に示した構成、作用と同一である。なお比較器39-1～39-nは図2中のチャネル割当部37内に構成されることになる。

送信アンテナ数N
各送信信号のマルチパス数Q
受信アンテナ数M
1フレーム内の情報シンボル数
ドップラー周波数
変調方式
伝送速度
受信機構成
各送信信号の受信SNR

図6Aに第1番目の送信アンテナAS1からの送信信号の第2番目の送信アンテナAS2からの送信信号に対する伝搬路相関値 $\rho_{1,2}$ に対応する受信FER (フレーム誤差率) 特性を示す。この結果より、所望受信品質をFER (10^{-2}) とすれば、受信SNRが両送信信号ともに10 (dB) の場合の、チャネル割り当てに用いる伝搬路相関値のしきい値 $Th_{1,2}$ は、約0.6となることが分かる。よって実施形態(1)では、 $Th_{1,2} =$

【0037】式(22)及び(23)による相関値 $\rho_{i,n+1}$ を利用する場合、式(29)による位相差 $\Delta \theta_{i,n+1}$ を利用する場合は、図2及び図4中に一部の計算結果を括弧書で示すようになる。図5は上記チャネル割り当て機能を備えた多入力多出力伝搬路信号伝送方式のシステム構成を示す。n個の送信アンテナAS1～ASnに同一チャネルを割り当てた場合は、多入力多出力受信機41でn送信信号を分離する等化器42が必要である。この等化器42が必要な情報は、該当チャネルに存在する送信アンテナ数n、および各送信信号の伝搬路値 $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ と雑音電力 σ^2 である。よって図2又はこれと図4に示したチャネル割当装置における相関値算出・チャネル割当部43で用いる情報からこれらの情報を等化器42に提供することができる。

【0038】図5では、既に第1～n番目の送信アンテナAS1～ASnには同一チャネルが割り当てられ、第n+1番目の送信アンテナASn+1に対し、チャネル割り当てを行っている。この場合、等化器42は、第1～n送信信号を検出する必要があり、そのために必要な情報は、送信信号数n、各送信信号の伝搬路値 $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ 、雑音電力 σ^2 であり、伝搬路推定部17から $\mathbf{H}_1 \sim \mathbf{H}_n$ と、各受信アンテナごとの雑音電力とが等化器42へ供給される。同図で第n+1番目の送信アンテナに同一チャネルが割り当てられると、送信信号数をn+1に変更し、第n+1番目の送信信号の伝搬路値 \mathbf{H}_{n+1} 及び雑音電力を等化器42に提供する必要がある。多入力多出力信号伝送用の等化器42の構成としては、文献[2]のものがあるが、他の等化器を用いてもよい。第n+1番目の送信アンテナASn+1にチャネルが割り当てられた後にそのチャネルで送信アンテナASn+1から情報シンボルが送信されて通信が行われる。

【0039】この発明について、伝搬路推定は完全であるとして以下の条件でシミュレーションを行った。

2
3
2
900ビット
0Hz
BPSK
20Mbps
文献[2]に記載のもの
10 (dB)

0.6としてチャネル割り当てを行うとよい。

【0040】図6Bに第1番目の送信アンテナAS1からの送信信号の第2番目の送信アンテナAS2からの送信信号に対する伝搬路相関値 $\rho_{1,2}$ 及び、二つの受信信号点の位相差 $\Delta \theta_{1,2}$ に対応する受信FER特性を示す。この結果より、所望受信品質をFER (10^{-2}) とすれば、受信SNRが両送信信号ともに10 (dB) の場合の、チャネル割り当てに用いる相関値のしきい値T

$h_{1,2}$ は0.9、受信信号点位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ は0.9となる事が分かる。よって実施形態(2)では、 $Th_{1,2}=0.9$ 、 $Th_{2,2}=0.9$ としてチャネル割り当てを行うとよい。

【0041】計算機シミュレーションで得られた異なるSIR, SNRに対するしきい値 $Th_{1,2}$, $Th_{2,2}$ を図7に示す。SNR₁, $S_1/S_2=SIR_{1,2}$ が変化するとしきい値 $Th_{1,2}$, $Th_{2,2}$ も変更する必要がある。図2中のしきい値決定部21は例えばSNRとSIRとによりしきい値 Th_1 , Th_2 が読み出される。図7に示したようなしきい値 Th_1 , Th_2 の各値が格納されているものを用いればよい。図2及び図4に示したチャネル割当装置を、コンピュータにより機能させることもできる。この場合は、コンピュータに、例えば図1に示した各手順を実行させるためのチャネル割当プログラムを、コンピュータにCD-ROM、可撓性磁気ディスクをインストールし、又は通信回線を介してダウンロードし、そのチャネル割当プログラムをコンピュータに実行させればよい。

【0042】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、多入力多出力通信方式において伝搬路相関値を求め、それがしきい値以下であるか否かを判定することにより同一チャネルの割り当てを行うことができる。その場合、その判定に受信電力比を考慮することにより、より正しくチャネル割り当てを行うことができる。またマルチパス伝搬路の場合でも、チャネル割り当てを行うことができ

る。受信信号点の位相差を考慮する場合は、これを考慮しない場合と比較し、マルチパス伝搬路の有無の何れにおいてもより高い精度(きめ細かく)チャネル割り当てを行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明方法の実施形態の手順例を示す流れ図。

【図2】この発明装置の実施形態の機能構成例を示す図。

【図3】この発明の通信に用いるフレーム構成例を示す図。

【図4】この発明の実施形態(2)の機能構成の一部を示す図。

【図5】この発明の受信機の機能構成を含む通信システムの例を示す図。

【図6】この発明についての電子計算機シミュレーションの結果を示す図。

【図7】図1中のしきい値決定部21の記憶内容の例を示す図。

【図8】多入力多出力通信システムの例を示す図。

【参考文献】

[1] 田中大輔他“3素子アダプティブアレーを用いたSDMA方式の呼損率特性” 信学技報 RCS97252 (1998-02) pp. 95-98

[2] 阿部哲士他“周波数選択性MIMOチャネルにおける時空ターボ等化器” 信学技報 RCS2000-256, pp. 75-80

【図2】

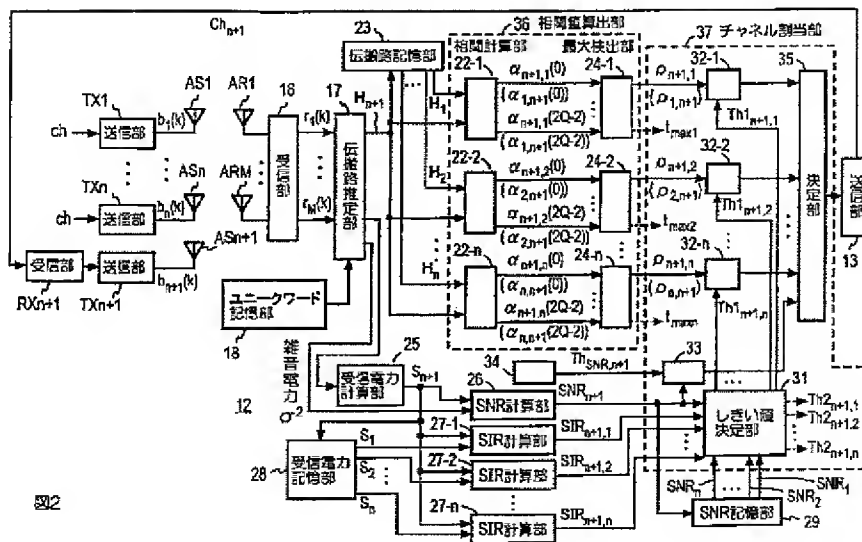


図2

【図 1】

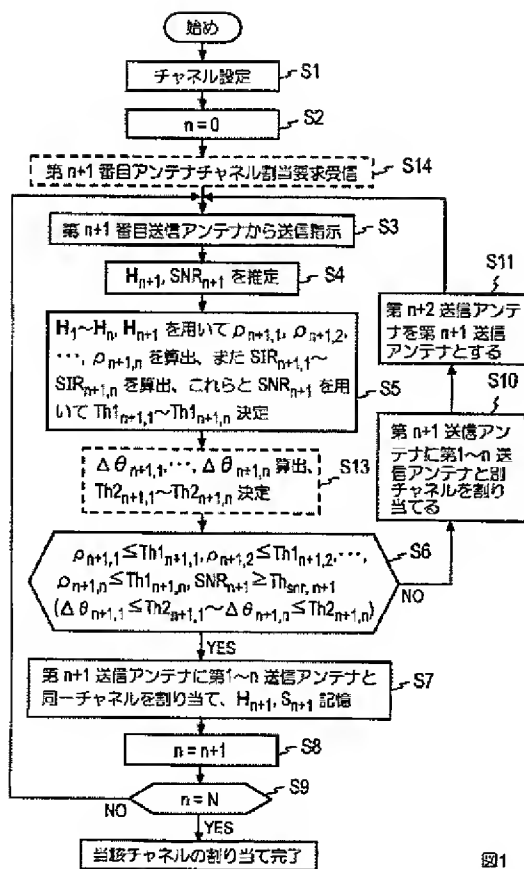


図 1

【図 4】

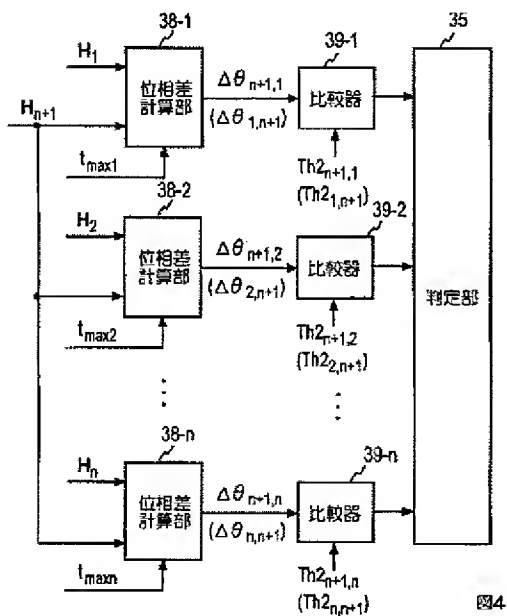


図 4

【図 3】

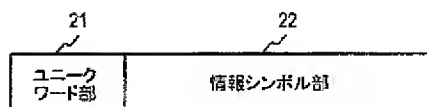


図 3

【図 6】

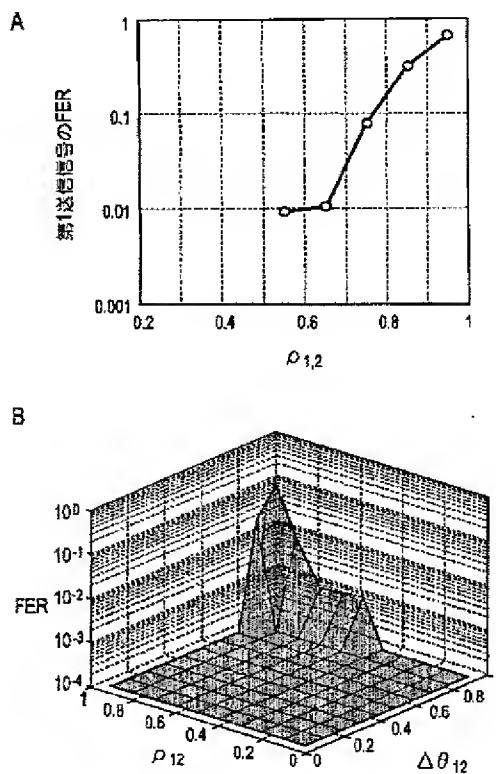


図 6

【図 7】

	$S_1/S_2 = -5(\text{dB})$	$S_1/S_2 = 0$	$S_1/S_2 = 5$	$S_1/S_2 = 10$
$\text{SNR}_1 = 5(\text{dB})$		$\text{Th1}_{\alpha 1} = 0.8$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 0.9$	$\text{Th1}_{\alpha 1} = 0.9$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 0.9$	$\text{Th1}_{\alpha 1} = 1.0$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 1$
$\text{SNR}_1 = 10$	$\text{Th1}_{\alpha 1} = 1.0$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 1.0$	$\text{Th1}_{\alpha 1} = 0.9$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 0.9$	$\text{Th1}_{\alpha 1} = 0.9$ $\text{Th2}_{\alpha 1} = 0.9$	

図 7

【図5】

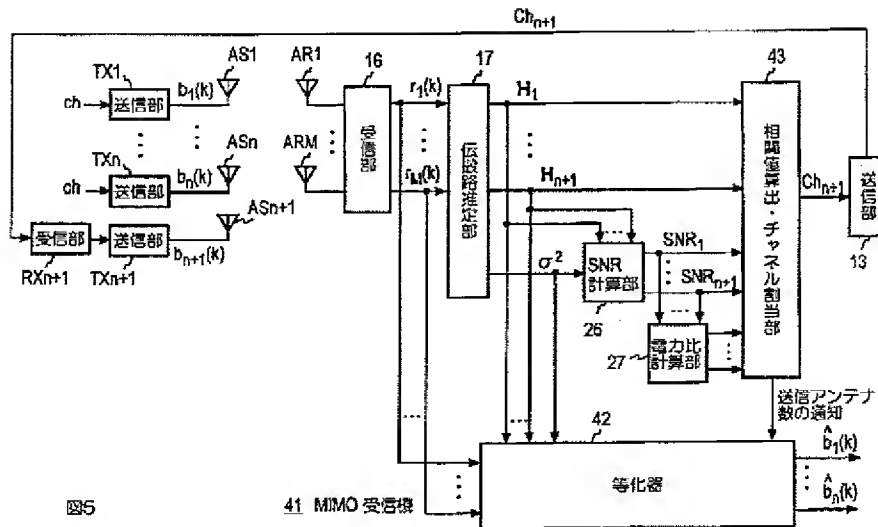


図5

【図8】

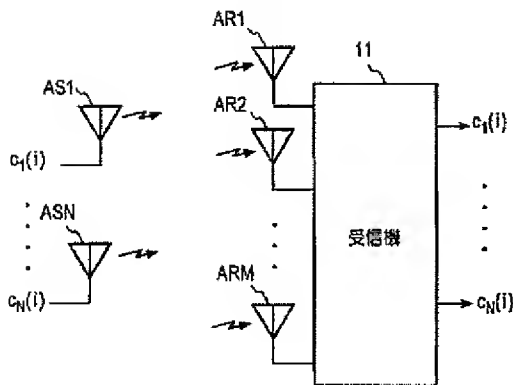


図8

フロントページの続き

(72)発明者 藤井 啓正

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

Fターム(参考) 5K059 AA08 AA12 CC03 CC04 DD31

5K067 AA21 BB04 BB21 CC01 DD11

EE02 EE10